

042205

(12)特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有權機關
國際事務局



(43) 國際公開日
2004 年 9 月 16 日 (16.09.2004)

PCT

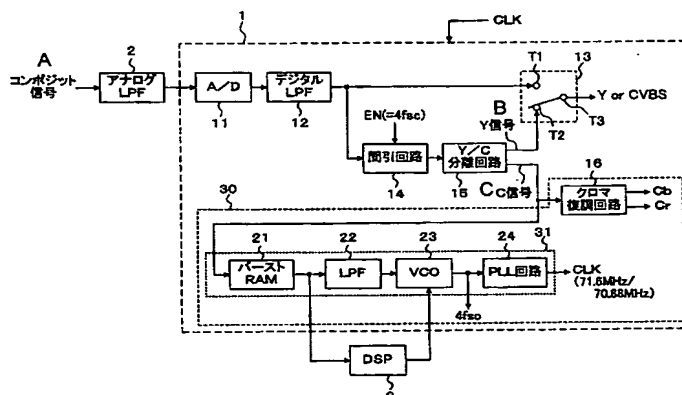
(10) 国際公開番号
WO 2004/080085 A1

- | | | |
|---|--------------------------------|---|
| (51) 国際特許分類 ⁷ : | H04N 9/44 | 有 (NAGAMINE, Takatomo) [JP/JP]. 田村 孝彦 (TAMURA, Takahiko) [JP/JP]. 上島 淳 (UESHIMA, Jun) [JP/JP]. |
| (21) 国際出願番号: | PCT/JP2004/001335 | |
| (22) 国際出願日: | 2004 年2 月9 日 (09.02.2004) | (74) 代理人: 中村 友之 (NAKAMURA, Tomoyuki); 〒1050001 東京都港区虎ノ門 1 丁目 2 番 3 号虎ノ門第一ビル 9 階三好内外国特許事務所内 Tokyo (JP). |
| (25) 国際出願の言語: | 日本語 | |
| (26) 国際公開の言語: | 日本語 | |
| (30) 優先権データ: | | (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW. |
| 特願2003-057005 | 2003 年3 月4 日 (04.03.2003) JP | |
| 特願 2003-420671 | 2003 年12 月18 日 (18.12.2003) JP | |
| (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): ソニー株式会社 (SONY CORPORATION) [JP/JP]; 〒1410001 東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 3 5 号 Tokyo (JP). | | (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, |
| (72) 発明者; および | | |
| (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 長峰 孝 | | |

〔続葉有〕

(54) Title: VIDEO SIGNAL PROCESSING CIRCUIT AND VIDEO SIGNAL PROCESSING METHOD

(54) 発明の名称: 映像信号処理回路、映像信号処理方法



A...COMPOSITE SIGNAL
2...ANALOG LPF
12...DIGITAL LPF
14...THINNING-OUT CIRCUIT
15...Y/C SEPARATING CIRCUIT
B...Y SIGNAL
C...C SIGNAL
16...CHROMA DEMODULATING CIRCUIT
21...BURST RAM
24...PLL CIRCUIT

- (S7) Abstract:** In a digital chroma demodulating system, when directly outputting A/D converted composite signals, while switching system clock frequencies to determine the signal format, images to be displayed in accordance with the composite signals are prevented from varying and becoming unsightly due to the switching of system clock frequencies. As to the system clock frequency (m) ($= f_{sc} \times n$) for synchronization with a color burst signal, its coefficient (n) is changed in accordance with the format (a color burst signal frequency), thereby confining the system clock frequency (m) for formats within a given range. As a result, a nearly constant sampling frequency can be used to perform A/D conversions of the composite signals, so that sampling conditions such as the sampling frequency and sampling points will not significantly vary.

〔統葉有〕

WO 2004/080085 A1



SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

添付公開書類:

— 国際調査報告書

(57) 要約: デジタルクロマ復調システムにおいて、A/D変換したコンポジット信号を直接的に出力しながら、システムクロック周波数を切り換えて信号方式の判別を実行する場合において、このコンポジット信号により表示される画像が、システムクロック周波数を切り換えに応じて変化して見苦しくなるのを防止する。カラーバースト信号に同期するシステムクロックの周波数 $m (= f_{sc} \times n)$ について、方式(カラーバースト信号周波数)に応じて係数 n を変更することで、方式間でのシステムクロックの周波数 m が一定範囲内に収まるようする。これにより、ほぼ一定のサンプリング周波数によってコンポジット信号をA/D変換することになるので、サンプリング周波数及びサンプリングポイントなどのサンプリング条件が大きく変わることはなくなる。

明 細 書

映像信号処理回路、映像信号処理方法

5

技術分野

本発明は、例えば映像信号（コンポジット信号）から、いわゆる Y C 分離により輝度信号とクロマ信号とを分離し、また、この分離されたクロマ信号についての復調処理を実行するための回路構成を備える映像信号処理回路、及びその方法に関するものである。

10

背景技術

例えばテレビジョン受像機やモニタ装置などにおいては、入力されたコンポジット信号から輝度信号（Y 信号）とクロマ信号（C 信号）を分離し、さらにクロマ信号から色差信号を復調するためのクロマ復調システムが備えられる。そして近年では、このようなクロマ復調システムをデジタル回路により構成することで、デジタル信号処理によってクロマ復調を行うことが提案され、また実施されるようになってきている。

20

このようなデジタルクロマ復調システムでは、例えば入力されたアナログのコンポジット信号をデジタル信号に変換したうえで、輝度信号とクロマ信号に分離する Y / C 分離を実行し、分離されたクロマ信号についてクロマ復調処理を実行することで、色差信号 C b , C r を生成する。この結果、デジタルクロマ復調システムからは、カラー画像表示に必要とされる輝度

25

信号と、色差信号が出力されることになる。

そして、このようなデジタルクロマ復調システムを動作させるシステムクロックとしては、色差信号を抽出する必要上から、コンポジット信号に重畳されるカラーバースト信号に同期させることが行われる。この場合、デジタルクロマ復調システム
5 のためのシステムクロックは、コンポジット信号から抽出したカラーバースト信号に同期するようにしてPLL回路をロックさせるように動作させることで生成している。

また、上記したデジタルクロマ復調システムのためのシステム
10 ムクロックの周波数については、カラーバースト信号の周波数 f_{sc} の4倍である $4f_{sc}$ とすることが多い。これは、デジタルクロマ復調システムにおいて輝度信号及び色差信号について十分に高いとされる品位が得られるようにサンプリングが行われるようにすることを考慮した場合、カラーバースト信
15 号の周波数 f_{sc} を逡倍して得られる周波数として、 $4f_{sc}$ が必要最低限の周波数であることに依る。

図7のブロック図は、上記したような構成に基づくデジタルクロマ復調システムとしての一例を簡略に示している。

ここで、クロマ復調システムとしては、特定の1つのテレビ
20 ジョン方式によるコンポジット信号だけではなく、複数種類のテレビジョン方式のコンポジット信号の入力に対応してデコード可能に構成されたものが知られている。例えば、各種のNTSC方式、PAL方式や、さらにはSECAMなどの何れのコンポジット信号の入力にも対応してデコード処理を実行可
25 能に構成されているものである。

そこで、この図7に示すデジタルクロマ復調システムとして

も、このようなコンポジット信号のマルチ入力に対応した構成を採っていることとして説明を行うこととする。

この図に示すデジタルクロマ復調システム 100 に対しては、システムクロック CLK が入力されており、デジタルクロマ復調システム 100 を形成している A/D コンバータ 101、Y/C 分離回路 103、クロマ復調回路 104 は、このシステムクロック CLK に従ったタイミングで動作する。そして、このシステムクロック CLK は、ここでは、クロマ復調回路 104 内に備えられる PLL 回路から出力されている。この PLL 回路は、入力されるコンポジット信号のカラーバースト信号に対応してロックするように動作することで、カラーバースト信号に同期したシステムクロックを生成して出力する。そして、この場合のシステムクロック CLK の周波数は、上記もしているように $4 f_{sc}$ とされている。

例えば、NTSC 方式のコンポジット信号が入力される場合、カラーバースト信号の周波数 f_{sc} は 3.58 MHz であるから、システムクロック周波数は、 14.32 MHz ($= 4 \times 3.58 \text{ MHz}$) となる。また、PAL 方式のコンポジット信号が入力される場合、カラーバースト信号の周波数 f_{sc} は 4.43 MHz であるから、システムクロック周波数は、 17.72 MHz ($= 4 \times 4.43 \text{ MHz}$) となる。

デジタルクロマ復調システム 100 に対して入力されるコンポジット信号は、先ず、A/D コンバータ 101 に対して入力される。A/D コンバータ 101 では、入力されたコンポジット信号について、 $4 f_{sc}$ のシステムクロック CLK に基づく動作タイミングにより A/D 変換を行って、デジタルとして

のコンポジット信号を、スイッチ回路 102 の端子 T1 及び Y/C 分離回路 103 に対して出力する。

Y/C 分離回路 103 では、入力されたコンポジット信号について、例えばデジタル回路として形成される櫛形フィルタとしての動作を実行することで、輝度信号（Y 信号）とクロマ信号（C 信号）とに分離する。輝度信号は、スイッチ回路 102 の端子 T2 に出力され、クロマ信号はクロマ復調回路 104 に対して出力される。

クロマ復調回路 104 では、入力されたクロマ信号について、デジタル信号処理によってデコード処理を実行することで、色差信号 Cr、Cb を出力する。

スイッチ回路 102 は、端子 T1 又は端子 T2 に対して端子 T3 が択一的に接続されるようにして切り換えが行われるもので、通常時においては、端子 T2 に対して端子 T3 が接続されるようになっている。

これにより、デジタルクロマ復調システム 100 からは、入力されたコンポジット信号から、輝度信号、及び色差信号 Cr、Cb を抽出して出力することになる。

ここで、スイッチ回路 102 は、図 7 に示すデジタルクロマ復調システム 100 がコンポジット信号のマルチ入力に対応する構成であることに応じて備えられるものである。

コンポジット信号のマルチ入力に対応する場合、入力されるコンポジット信号のテレビジョン方式が、例えば NTSC 方式から PAL 方式に変化するようにして切り換わる場合があることになる。

このようにして、入力されるコンポジット信号のテレビジ

ン方式が切り換わってカラーバースト信号の周波数が変化した場合や、また、入力されるコンポジット信号にバースト信号が挿入されていないような場合に、デジタルクロマ復調システム 100 では、テレビジョン方式の判別動作に入る。

5 このようにテレビジョン方式の判別を実行している期間は、未だ入力されるコンポジット信号に適合したシステムクロック CLK を生成することができない状態であるから、適正に Y / C 分離及びクロマ復調処理を実行することができないので、輝度信号及び色差信号 Cr、Cb を出力することはできない。

10 そこで、テレビジョン方式の判別動作を実行する期間においては、スイッチ回路 102 について、端子 T1 と端子 T3 とが接続されるようにする。これにより、後段の映像信号処理系には、輝度信号に代えて A / D 変換後のコンポジット信号 (CVBS 信号) がそのまま出力されることとなるので、例えば白黒
15 の画面ではあるが、映像信号に基づく画像表示出力を保つことが可能となる。

ここで、上記したテレビジョン方式の判別動作は、簡単には次のようになる。

20 例えば、デジタルクロマ復調システム 100 に対して、これまでとは異なるテレビジョン方式のコンポジット信号、或いは、カラーバースト信号が挿入されていないコンポジット信号の入力が開始されたとする。

25 このような状態となると、デジタルクロマ復調システム 100 側では、入力されるコンポジット信号がどのテレビジョン方式であるのかを判別するために、システムクロックの周波数を、垂直走査期間の数回分ごとに、予め入力されることが想定され

ているテレビジョン方式に対応する周波数 ($4 f_{sc}$) に切り換えるようにされる。

例えば、先ず、システムクロック CLK の周波数について、NTSC方式に対応する $4 f_{sc}$ の周波数である 14.32 MHz を設定してデジタルクロマ復調システム 100 を動作させる。この動作により、前述したようにして、クロマ復調回路 104 に備えられているとされる PLL 回路が、カラーバースト信号にロックできるか否かについて検出する。ここで、入力されるコンポジット信号が NTSC 方式であれば、PLL 回路は、カラーバースト信号にロックするように収束する動作が得られ、現在入力されているコンポジット信号が NTSC 方式であることが判別される。そして、以降においては、この 14.32 MHz のシステムクロック CLK によりデジタルクロマ復調システム 100 を動作させることになる。

これに対して、数回分の垂直走査期間が経過しても PLL 回路がカラーバースト信号にロックする状態が得られない場合には、次に、例えば PAL 方式に対応する $4 f_{sc} = 17.72 \text{ MHz}$ にシステムクロックの周波数を切り換えて、上記と同じく、数回分の垂直走査期間内のうちに PLL 回路がカラーバースト信号にロックすることができるか否かについて検出する。

ここで、上記図 7 を参照した説明によると、テレビジョン方式の判別動作が終了するまでの期間は、デジタルクロマ復調システム 100 からは、A/D コンバータ 101 によりデジタル信号に変換されたコンポジット信号が、直接的にスイッチ回路 102 を介して出力され、このコンポジット信号による画像表

示が行われている状態にある。

そして、この際において、上述のようにして、テレビジョン方式に応じたシステムクロック周波数の切り換えが行われることになるのであるが、 $4 f_{sc}$ であるシステムクロック周波数
5 数は、例えばNTSC方式では14.32MHzであり、PAL方式では17.72MHzとなる。つまり、実際のテレビジョン方式の判別動作を実行しているときには、少なくともNTSC方式とPAL方式の間だけでも、数回分の垂直走査期間ごとにシステムクロック周波数が20%以上も変化することになる。
10 なる。

そして、このようにしてシステムクロック周波数が大幅に変化するのに対応しては、例えばA/Dコンバータ101におけるサンプリングポイント及びサンプリング周波数などが変化することになるが、これによつては、A/D変換されたコンポジット信号を表示出力して見える画像にも変化が生じることに
15 なる。

具体的には、見た目の周波数特性が伸びたり、落ちたりするようにして変化する。また、高域信号の部分の折り返しによるモアレ部分の見え方も変化したりする。そして、このような画像
20 像の変化が、数回分の垂直走査期間ごとに対応する期間で頻繁に変化することになるため、表示される画像としては、非常に見苦しいものとなっている。

このような現象は、特に、例えばカラーバースト信号が挿入されていない、白黒のコンポジット信号が入力されている場合
25 において、特に問題となる。

つまり、上述したようなテレビジョン方式の判別動作は、カ

ラーバースト信号に対するロック状態の可否を判定することにより行われるから、白黒のコンポジット信号のように、カラーバースト信号が挿入されていない場合には、システムクロック周波数の切り換えが継続して繰り返される。従って、この場合には、頻繁に変化する見苦しい画像が表示され続けることになる。

このようにして、コンポジット信号のマルチ入力に対応する構成のデジタルクロマ復調システムとしては、例えばテレビジョン方式の判別動作に伴うシステムクロック周波数の切り換えが必須となることに起因して、システムクロック周波数を切り換えるときにおける表示画像の乱れが生じる。

発明の開示

そこで本発明は上記した課題を考慮して、映像信号処理回路として次のように構成する。

つまり、カラーバースト信号の周波数が異なる方式のコンポジット信号が入力可能とされ、入力されたアナログ信号としてのコンポジット信号を、システムクロックに応じたサンプリング周波数によりサンプリングすることで、デジタル信号としてのコンポジット信号に変換するアナログ／デジタル変換手段と、デジタル信号としてのコンポジット信号から輝度信号とクロマ信号とを分離するＹＣ分離処理と、このＹＣ分離処理により得られたクロマ信号を復調するクロマ復調処理とをシステムクロックに基づく所定タイミングで実行する映像信号処理手段と、コンポジット信号から抽出したカラーバースト信号に同期したシステムクロックを生成するものとされ、システムク

ロックの周波数 m について、カラーバースト信号の周波数を f_{sc} 、係数を n として、

$$f_{sc} \times n = m$$

で表した場合に、上記異なる方式間で、この周波数 m が所定の範囲内に収まるようにして、上記映像信号処理手段に入力されるコンポジット信号の方式に対応して上記係数 n を変更設定するように構成されるシステムクロック生成手段とを備えることとした。

また、映像信号処理方法として次のように構成することとした。

つまり、カラーバースト信号の周波数が異なる方式のコンポジット信号を入力可能であり、入力したアナログ信号としてのコンポジット信号を、システムクロックに応じたサンプリング周波数によりサンプリングすることで、デジタル信号としてのコンポジット信号に変換するアナログ／デジタル変換処理と、デジタル信号としてのコンポジット信号から輝度信号とクロマ信号とを分離する Y C 分離動作と、この Y C 分離動作により得られたクロマ信号を復調するクロマ復調動作とをシステムクロックに基づく所定タイミングで実行する映像信号処理と、コンポジット信号から抽出したカラーバースト信号に同期したシステムクロックを生成するものとされ、システムクロックの周波数 m について、カラーバースト信号の周波数を f_{sc} 、係数を n として、

$$f_{sc} \times n = m$$

で表した場合に、上記異なる方式間で、この周波数 m が所定の範囲内に収まるようにして、映像信号処理により処理される

コンポジット信号の方式に対応して係数 n を変更設定するように構成されるシステムクロック生成処理とを実行するように構成する。

上記構成では、先ず、カラーバースト信号の周波数の相違に
5 応じて方式が異なるとされるコンポジット信号のマルチ入力に対応して、クロマ復調のためのデジタル信号処理を実行可能とされている。

そして、この構成の下で、クロマ復調処理のためのカラーバースト信号に同期するシステムクロックの周波数については
10 次のようにして設定している。つまり、システムクロック周波数 m について、 $m = f_{sc} \times n$ (f_{sc} はカラーバースト信号周波数、 n は係数) で表すこととした場合、方式 (カラーバースト信号周波数 f_{sc}) に応じて係数 n を変更設定することで、
15 方式間でのシステムクロックの周波数 m が一定範囲内に収まるようにする。換言すれば、コンポジット信号の方式にかかわらず、システムクロックの周波数 m としてはほぼ同じとなるようにする。

これにより、デジタル信号処理によるクロマ復調処理の対象として入力されるコンポジット信号は、どの方式 (つまり、どのようなカラーバースト信号周波数) であっても、ほぼ一定の
20 サンプリング周波数によって A/D 変換されることになる。また、これによって、異なる方式のコンポーネント信号間で、サンプリング周波数及びサンプリングポイントなどのサンプリング条件が大きく変わることはなくなる。

図 1 は、本発明の実施の形態としてのデジタルクロマ復調システムの構成例を示すブロック図である。

図 2 は、実施の形態のデジタルクロマ復調システムにおいて実行される、コンポジット信号の 1 / 5 間引き処理を示すタイミングチャートである。

図 3 は、実施の形態のデジタルクロマ復調システムにおいて実行される、コンポジット信号の 1 / 4 間引き処理を示すタイミングチャートである。

図 4 は、システムクロックが $4 f_{sc}$ とされるデジタルクロマ復調システムの構成を基に、コンポーネント信号の入力に対応した場合の構成例を示すブロック図である。

図 5 は、実施の形態のデジタルクロマ復調システムの構成を基に、コンポーネント信号の入力に対応した場合の構成例を示すブロック図である。

図 6 は、実施の形態のデジタルクロマ復調システムが対応するとされるテレビジョン方式ごとの、カラーバースト信号周波数 f_{sc} 、 $4 f_{sc}$ 、システムクロック周波数を示す説明図である。

図 7 は、従来例としてのデジタルクロマ復調システムの構成例を示すブロック図である。

発明を実施するための最良の形態

以下、本発明の実施の形態としての映像信号処理回路であるクロマ復調システムについて説明する。

本実施の形態のクロマ復調システムは、例えばテレビジョン受像機やモニタ装置に備えられるもので、コンポジット信号の

復調処理として、Y / C 分離処理及びクロマ復調処理をデジタル信号処理により実行することで、デジタル信号としての輝度信号及び色差信号を出力するように構成される。

5 また、本実施の形態のクロマ復調システムは、コンポジット信号のマルチ入力に対応する。つまり、異なるテレビジョン方式のコンポジット信号の入力に対応して、コンポジット信号の復調処理（Y / C 分離処理及びクロマ復調処理）を実行可能に構成される。

なお、以降の説明は次の順序で行う。

10

1. システムクロック周波数
2. デジタルクロマ復調システムの構成
3. コンポーネント信号のマルチ入力に対応する構成

15

1. システムクロック周波数

ここで、先に従来において述べたコンポジット信号のマルチ入力に対応する構成のデジタルクロマ復調システムにおいて、
20 テレビジョン方式の判別動作などに伴うシステムクロック周波数の切り換えに依る画像の乱れは、次のことが要因であるといえる。

つまり、テレビジョン方式間でのシステムクロックの周波数差に応じた、A / D 変換時におけるサンプリングポイントやサ
25 ンプリング周波数のずれが、画像の乱れとして視覚的に確認できる程度にまで拡大していることにある。

従って、画像の乱れについて視覚的に確認することができなくなる程度にまで、A/D変換時におけるサンプリングポイントやサンプリング周波数のずれが小さくなるように、各テレビジョン方式に対応したシステムクロック周波数を設定すれば
5 よいということになる。

つまり、これは即ち、A/D変換時におけるサンプリングポイントやサンプリング周波数のずれ量が所要範囲内となるように、テレビジョン方式ごとのシステムクロック周波数について、その周波数差も所要範囲内となるように設定すればよいこ
10 とを意味している。

上記したテレビジョン方式ごとのシステムクロック周波数の設定について、図6を参照して考察してみる。

ここで、本実施の形態のデジタルクロマ復調システムが対応すべきコンポジット信号のテレビジョン方式としては、例えば
15 図6に示すようにして、NTSC、NTSC-443、PAL、PAL-M、PAL-N、PAL-60、SECAMの7種類であるとする。

そして、これらのテレビジョン方式ごとに対応するカラーバースト信号の周波数 f_{sc} としては、3.58MHz又は4.43MHzのいずれかのグループに属することが分かる。そして、デジタルクロマ復調システムとしては、このカラーバースト信号の周波数 f_{sc} にロックしたPLL回路からの出力を、カラーバースト信号に同期したシステムクロックとして利用することから、システムクロックとしては、周波数 f_{sc} の倍
20 数であることが必要となる。

そこで、システムクロック周波数として、カラーバースト信

号周波数 $f_{sc} = 3.58 \text{ MHz}$ と、 $f_{sc} = 4.43 \text{ MHz}$ についてそれぞれ所定倍を行って比較を行ったところ、両者の周波数が上記した所要範囲内に収まる場合としては、図 6 に示す結果が得られた。

- 5 つまり、システムクロック周波数として、カラーバースト信号周波数 $f_{sc} = 3.58 \text{ MHz}$ については、 f_{sc} を 20 倍することで 71.6 MHz ($= 20 f_{sc}$) とし、カラーバースト信号周波数 $f_{sc} = 4.43 \text{ MHz}$ については、 f_{sc} を 16 倍することで 70.88 MHz ($= 16 f_{sc}$) とした。
- 10 この場合において、両者の周波数差は 0.72 MHz であり、相互の変化率は 1 % 程度となっている。

そして、この場合の両者のシステムクロック周波数としては、例えば A/D 変換後のコンポジット信号を画像として出力した場合の、その画像の乱れの度合いと照らし合わせた場合において、約 71 MHz でほぼ一定であるとみなして良いものとなる。

15

比較として、従来におけるシステムクロック周波数 ($= 4 f_{sc}$) は、図 6 にも示すようにして、 $f_{sc} = 3.58 \text{ MHz}$ については 14.32 MHz 、 $f_{sc} = 4.43 \text{ MHz}$ については 17.72 MHz であり、その差は 3.4 MHz で、約 20 % の変化率となっている。つまり、本実施の形態の場合よりも大幅な周波数差を有しているものであり、換言すれば、本実施の形態のシステムクロックの周波数差は、非常に僅かであるといえる。

20

25 また、上記のようにして設定した本実施の形態のシステムクロック周波数は、 $71.6 \text{ MHz} = 20 f_{sc}$ 、及び 70.8

8 MHz = 16 fsc とされているのであるが、

$$20 \text{ fsc} = 5 \times 4 \text{ fsc}$$

$$16 \text{ fsc} = 4 \times 4 \text{ fsc}$$

として表されるように、何れも 4 fsc を整数倍して得られる。

- 5 これにより、後述する本実施の形態のデジタルクロマ復調システム 1 におけるクロマ復調等の処理については、既にある 4 fsc のクロックで動作する回路を採用することができるようにもされている。

10 2. デジタルクロマ復調システムの構成

続いては、上記のようにして設定された約 71 MHz (71.6 MHz 又は 70.88 MHz) のシステムクロックにより動作するように構成される、本実施の形態のデジタルクロマ復調システムについて、先ず、図 1 を参照して説明する。

この図に示すデジタルクロマ復調システム 1 としては、例えば、図 6 に示した各種のテレビジョン方式のコンポジット信号の入力に対応した構成を採っているものとされる。

デジタルクロマ復調システム 1 に対しては、アナログ信号としてのコンポジット信号が入力されるのであるが、このコンポジット信号は、デジタルクロマ復調システム 1 の前段に備えられるアナログ LPF (Low Pass Filter) 2 に入力される。

ここで、デジタルクロマ復調システム 1 は、約 71 MHz (71.6 MHz 又は 70.88 MHz) のシステムクロック CLK により動作し、後述する A/D コンバータ 11 のサンプリング周波数としても約 71 MHz となる。このため、入力すべき

アナログのコンポジット信号の周波数帯域を、71 MHz の
ば 1 / 2 である約 35 MHz のナイキスト周波数の範囲内と
する必要がある。アナログ L P F 2 は、アナログのコンポジ
ット信号について、約 35 MHz 以下の周波数帯域となるよう
5 高域成分を除去することを目的として設けられる。このため、
アナログ L P F 2 のカットオフ周波数としても 35 MHz 付
近の適切な値が設定されることになる。

アナログ L P F 2 を通過したアナログのコンポジット信号
は、デジタルクロマ復調システム 1 の A / D コンバータ 11 に
10 入力されて、上記もしているように約 71 MHz (71.6 M
Hz 又は 70.88 MHz) のサンプリング周波数によりデジ
タル信号化され、後段のデジタル L P F 1 2 に対して出力され
る。

デジタル L P F 1 2 は、コンポジット信号に含まれる輝度信
15 号に対応したカットオフ周波数として、約 7 MHz が設定され、
コンポジット信号から、輝度信号としての帯域よりも高域とさ
れる帯域成分を除去して通過させる。これにより、後述する Y
/ C 分離回路 15 による Y / C 分離処理が適正に実行される。

デジタル L P F 1 2 を通過したコンポジット信号は、スイッ
20 チ回路 13 の端子 T1 と、間引き回路 14 に対して分岐して入
力される。

ここで、後述する Y / C 分離回路 15 による Y / C 分離処理、
及びクロマ復調回路 16 によるクロマ復調処理は、カラーパー
スト信号周波数 $f_{sc} = 3.58 \text{ MHz}$ に対応する 71.6 M
25 Hz ($= 20 f_{sc}$)、又はカラーパースト信号周波数 f_{sc}
 $= 4.43 \text{ MHz}$ に対応する 70.88 MHz ($= 16 f_{sc}$)

のシステムクロック CLK によるのではなく、 $4 f_{sc}$ のクロックで動作するように構成されている。

つまり、図 7 により説明したように、従来においては、 $4 f_{sc}$ のシステムクロックに基づいて Y / C 分離処理及びクロマ復調処理を実行していたのであるが、本実施の形態としても、この Y / C 分離回路 15 及びクロマ復調回路 16 については、既存の Y / C 分離処理及びクロマ復調処理の技術を使用するために、 $4 f_{sc}$ のシステムクロックにより動作するものを使用するようにしている。これにより、主要なハードウェアについては、新しいシステムクロック周波数に対応したものを構成する必要がないことから、それだけコストアップを避けることができる。

ただし、コンポジット信号は、システムクロック CLK である約 71 MHz (71.6 MHz 又は 70.88 MHz) のサンプリング周波数によりサンプリングされているから、 $4 f_{sc}$ のクロックに応じた Y / C 分離処理及びクロマ復調処理に適合するようにして、Y / C 分離処理の前段階において、サンプリング周波数についての整合をとる必要がある。

間引き回路 14 は、A / D 変換後のコンポジット信号としてのサンプリングデータについて、所定間隔の間引きによるサンプリングを行うことで、上記したサンプリング周波数についての整合をとるために備えられる。

ここで、システムクロック CLK は、カラーバースト信号周波数 $f_{sc} = 3.58 \text{ MHz}$ に対応する 71.6 MHz が $20 f_{sc}$ であるのに対して、カラーバースト信号周波数 $f_{sc} = 4.43 \text{ MHz}$ に対応する 70.88 MHz は $16 f_{sc}$ であ

り、互いにカラーバースト信号周波数 f_{sc} に対する倍数が異なる。このため、間引き回路 14 は、入力されるコンポジット信号のカラーバースト信号周波数について、 $f_{sc} = 3.58 \text{ MHz}$ の場合と、 $f_{sc} = 4.43 \text{ MHz}$ の場合とでその動作を切り換える。

まず、入力されるコンポジット信号のカラーバースト信号周波数 f_{sc} について、 $f_{sc} = 3.58 \text{ MHz}$ とされる場合の間引き回路 14 の動作について、図 2 を参照して説明する。

この場合、システムクロック CLK の周波数は、 $f_{sc} = 3.58 \text{ MHz}$ を 20 倍した 71.6 MHz ($= 20 f_{sc}$) であり、このシステムクロック CLK に従ったサンプリング周波数によって A/D コンバータ 11 によりデジタル信号化されるコンポジット信号の A/D サンプルデータ (CV0~CV15...) は、図示するようにして、システムクロック CLK の 1 周期ごとに 1 サンプルが対応したものとなる。

ここで、間引き回路 14 に対しては、サンプルタイミングを発生するイネーブル信号 EN として、 $4 f_{sc}$ のクロックが入力される。この場合の $4 f_{sc}$ のクロックは、 $4 \times 3.58 \text{ MHz} = 14.32 \text{ MHz}$ となる。

そして、この $4 f_{sc}$ のクロックは、システムクロック CLK について、例えばここでは図示していない分周器により 1/5 分周して得ることができる。あるいは、後述する VCO 23 から出力される発振信号が $4 f_{sc}$ であるから、この信号をクロックとして用いても良い。

ここで、 $20 f_{sc}$ ($= 71.6 \text{ MHz}$) のシステムクロック CLK と、 $4 f_{sc}$ ($= 14.32 \text{ MHz}$) のイネーブル信

号 E N とを比較した場合には、

$$20 f_{sc} / 4 f_{sc} = 5$$

として表されるように、イネーブル信号 E N は、システムクロック C L K の $1 / 5$ の周期となっている。間引き回路 1 4 においては、このイネーブル信号 E N の立ち上がりタイミングでサ
5 プリングを実行することになるが、これは、A / D サンプルデータ (CV0 ~ CV15 . . .) について $1 / 5$ 間引き処理を実行することを意味する。

つまり、例えば時点 t 1 におけるイネーブル信号 E N の立ち
10 上がりタイミングにより、A / D サンプルデータ CV0 がサンプルされたとすると、次のイネーブル信号 E N の立ち上がりタイミングとなる時点 t 2 では、A / D サンプルデータ CV0 から 5 つ目の A / D サンプルデータ CV5 をサンプルすることになる。

以降、同様にして、次のイネーブル信号 E N の立ち上がりタイ
15 ミングである時点 t 3 において、A / D サンプルデータ CV5 からさらに 5 つ目の A / D サンプルデータ CV10 をサンプルし、次のイネーブル信号 E N の立ち上がりタイミングである時点 t 4 において、A / D サンプルデータ CV10 から 5 つ目の A / D サンプルデータ CV15 をサンプルしていくようにされる。

20 このようなサンプル動作によっては、図 2 において示すように、間引き処理後のサンプルデータ列としては、サンプルデータ CV0, CV5, CV10, CV15 . . . というように、元の A / D サンプルデータ列から、5 つおきにサンプルデータを間引くようにして得られるものとなる。つまり、元の A / D サンプルデータ
25 列に対して $1 / 5$ 間引き処理を行っている。そして、このようにして得られる間引き処理後のサンプルデータは、 $4 f_{sc}$ の

サンプリング周波数によりサンプリングされたものと等化であることになる。

続いては、入力されるコンポジット信号のカラーバースト信号周波数 f_{sc} が、 $f_{sc} = 4.43 \text{ MHz}$ とされる場合の間引き回路 14 の動作について、図 3 を参照して説明する。

この場合には、システムクロック CLK の周波数である 71.6 MHz ($= 20 f_{sc}$) は、 $f_{sc} = 4.43 \text{ MHz}$ を 16 倍して得られるものとなる。そして、この場合にも、A/D コンバータ 11 によりデジタル信号化されるコンポジット信号の A/D サンプルデータ (CV0~CV15...) は、システムクロック CLK に従ったサンプリング周波数によってサンプリングされるのであるから、図示するようにして、システムクロック CLK の 1 周期ごとに 1 サンプルが対応したものとなる。

前述もしたように、間引き回路 14 に対して入力されるイネーブル信号 EN は、 $4 f_{sc}$ のクロックである。そして、この場合には、 $4 f_{sc} = 4 \times 4.43 \text{ MHz} = 17.72 \text{ MHz}$ となる。

そして、この場合において、 $16 f_{sc}$ ($= 71.6 \text{ MHz}$) のシステムクロック CLK と、 $4 f_{sc}$ ($= 17.72 \text{ MHz}$) のイネーブル信号 EN とを比較した場合には、

$$4 f_{sc} / 16 f_{sc} = 1 / 4$$

として表されるように、イネーブル信号 EN は、システムクロック CLK の $1/4$ の周期となる。

従って、このイネーブル信号 EN の立ち上がりタイミングで間引き回路 14 がサンプリングを実行することによって、A/D サンプルデータ (CV0~CV15...) について $1/4$ 間引

き処理を実行することになる。

つまり、例えば時点 t_1 におけるイネーブル信号 EN の立ち上がりタイミングにより、 A/D サンプルデータ $CV0$ がサンプルされたとすると、次のイネーブル信号 EN の立ち上がりタイミングとなる時点 t_2 では、 A/D サンプルデータ $CV0$ から 4 つ目の A/D サンプルデータ $CV4$ をサンプルする。そして以降は、同様にして、次のイネーブル信号 EN の立ち上がりタイミングである時点 t_3 において、 A/D サンプルデータ $CV4$ からさらに 4 つ目の A/D サンプルデータ $CV8$ をサンプルし、次のイネーブル信号 EN の立ち上がりタイミングである時点 t_4 において、 A/D サンプルデータ $CV8$ から 4 つ目の A/D サンプルデータ $CV12$ をサンプルしていくようにされる。

このようにして、間引き処理後のサンプルデータ列としては、サンプルデータ $CV0$, $CV4$, $CV8$, $CV12 \dots$ というように、元の A/D サンプルデータ列から、4 つおきにサンプルデータを間引くようにして得られるものとなる。そして、この場合においても、間引き処理後のサンプルデータは、 $4 f_{sc}$ のサンプリング周波数によりサンプルされたものと等化となるものである。

説明を図 1 に戻す。

上記のようにして間引き回路 14 において得られた、 $4 f_{sc}$ のサンプリング周波数によりサンプリングされたコンポジット信号（サンプリングデータ）は、 Y/C 分離回路 15 に対して入力される。

Y/C 分離回路 15 では、前述もしたように、 $4 f_{sc}$ のクロックに従ったタイミングで、入力されたコンポジット信号に

ついて Y / C 分離処理を実行し、輝度信号 (Y 信号) とクロマ信号 (C 信号) とを出力する。

輝度信号は、スイッチ回路 13 の端子 T1 に対して出力される。クロマ信号はクロマ復調ブロック 30 内のクロマ復調回路 16 に対して出力される。また、このクロマ信号をバースト RAM21 に対して出力するようにもしている。

クロマ復調ブロック 30 は、図示するようにして、クロマ復調回路 16、及び PLL ブロック 31 とを備えて成る。

クロマ復調回路 16 では、 $4 f_{sc}$ のクロックに従ったタイミングで、入力されたクロマ信号について復調処理を施すことで、ここでは、色差信号 C_b 、 C_r を生成して出力する。

また、PLL ブロック 31 は、バースト RAM21、LPF22、VCO23、及び PLL 回路 24 によって形成され、PLL 回路系の動作として、クロマ信号に含まれるカラーバースト信号にロックするようにされる、いわゆる APC (Auto Phase Control) を構成する。

ここで、本実施の形態におけるシステムクロック CLK の周波数は、前述もしているように、カラーバースト信号周波数 $f_{sc} = 3.58 \text{ MHz}$ に対応しては $20 f_{sc} = 71.6 \text{ MHz}$ とし、 $f_{sc} = 4.44 \text{ MHz}$ に対応しては $16 f_{sc} = 71.6 \text{ MHz}$ としているのであるが、両者は、何れも $4 f_{sc}$ に対して整数倍 ($\times 5$ 又は $\times 4$) することによって得られる。

従って、上記のようにして、 $4 f_{sc}$ のクロックにより動作する Y / C 分離回路 15、クロマ復調回路 16 等について、本実施の形態としてのシステムクロック CLK に基づいて動作させることは容易に可能となる。

つまり、実際においては、例えばシステムクロック CLK が $20 f_{sc} = 71.6 \text{ MHz}$ であるときには、分周器などにより $1/5$ 分周することで $4 f_{sc}$ のクロックを得ることができる。また、システムクロック CLK が $16 f_{sc} = 71.6 \text{ MHz}$ であるときには、 $1/4$ 分周して $4 f_{sc}$ のクロックを得るようにすればよい。このように、システムクロック CLK が $4 f_{sc}$ の整数倍とされていることで、 $4 f_{sc}$ に基づく信号処理構成を特に問題なく採用することができる。

バースト RAM 21 には、入力された $4 f_{sc}$ のサンプル周波数によりサンプルされたサンプルデータとしてのカラーバースト信号が保持される。このようにして保持されたサンプルデータは、カラーバースト信号の位相情報を有していることになる。

そして、このカラーバースト信号としてのサンプルデータについて所定のカットオフ周波数による LPF 22 を通過させることで安定した位相検出が行えるように帯域制限をして、VCO 23 に入力させる。これにより、VCO 23 は、カラーバースト信号の周波数に同期した周波数の発振信号を出力するように動作する。なお、ここでは、VCO 23 から出力される発振周波数について $4 f_{sc}$ としているが、カラーバースト信号の周波数に同期しているのであれば、必ずしも $4 f_{sc}$ である必要はない。

ただし、これまでの説明からも理解されるように、 $4 f_{sc}$ のクロックは、間引き回路 14 のイネーブル信号 EN、さらには Y/C 分離処理、クロマ復調処理に利用されるので、この点で、VCO 23 の発振周波数を $4 f_{sc}$ とすれば、発振信号を

クロックとしてそのまま利用することも可能になって好ましい。

VCO 23 から出力される $4 f_{sc}$ の発振信号は、PLL 回路 24 に入力される。PLL 回路 24 は、VCO 23 から入力
5 された $4 f_{sc}$ の発振信号にロックするように動作することで、カラーバースト信号に同期したシステムクロック CLK を生成して出力する。

ここで、PLL 回路 24 に入力される発振信号の周波数は、
間引き回路 14 において $1/5$ 間引き若しくは $1/4$ 間引き
10 処理されたコンポジット信号のカラーバースト信号成分を元として生成されている。

そこで、入力されるコンポジット信号のカラーバースト信号
周波数が $f_{sc} = 3.58 \text{ MHz}$ であるとされて、間引き回路
14 において、 $1/5$ 間引き処理を実行している場合に対応し
15 ては、VCO 23 から入力される $4 f_{sc}$ の発振信号について
5 倍するようにして、 $20 f_{sc} = 71.6 \text{ MHz}$ のシステム
クロック CLK を生成するようにされる。

また、入力されるコンポジット信号のカラーバースト信号周
波数が $f_{sc} = 4.43 \text{ MHz}$ であるとされて、間引き回路 1
20 4 において、 $1/4$ 間引き処理を実行している場合に対応して
は、VCO 23 から入力される $4 f_{sc}$ の発振信号について 4
倍し、 $16 f_{sc} = 70.88 \text{ MHz}$ のシステムクロック CLK
K を生成するようにされる。

このようにして本実施の形態のデジタルクロマ復調システ
25 ム 1 では、間引き回路 14 における間引き動作と、PLL 回路
24 における $4 f_{sc}$ の発振信号の倍数は、連動して切り換わ

るようにされている。

そして、上記構成によりコンポジット信号のマルチ入力に対応可能とされるデジタルクロマ復調システム 1 では、入力されるコンポジット信号のテレビジョン方式が例えば N T S C 方式と P A L 方式間で切り換わるなどのようにして、カラーバースト信号周波数 f_{sc} が異なるコンポジット信号の入力に切り換わったような場合に、テレビジョン方式の判別動作（カラー判別）が実行される。

また、例えば通常にカラーバースト信号が挿入されているコンポジット信号（カラー映像信号）から、カラーバースト信号が挿入されていない白黒映像信号の入力に切り換わったような場合にも、テレビジョン方式を判別する動作が実行される。つまり、入力されるコンポジット信号におけるカラーバースト信号の有無、周波数などの条件が変化した場合には、システムクロック C L K とカラーバースト信号との同期が得られなくなるのであるが、このような場合に、入力されるコンポジット信号のテレビジョン方式が変更されたとして、テレビジョン方式の判別動作に移行するようにされているものである。

テレビジョン方式の判別動作は、例えば次のようにして実行される。

図 1 に示す D S P (Digital Signal Processor) 3 は、例えば P L L 回路 2 4 がロック状態であるか否かを認識可能とされている。そして、入力されるコンポジット信号の切り換えに応じて P L L 回路 2 4 がロックしていない状態になったことを認識すると、テレビジョン方式の判別動作を開始することになる。

そして、テレビジョン方式の判別動作として、DSP 3は、数回の垂直走査期間にあたる1スキャン期間ごとに、VCO 23から出力される $4fsc$ としての発振信号周波数を切り換えていくように制御する。ここで、1スキャン期間ごとに切り換えられるべきVCO 23の発振信号の周波数は、デジタルクロマ復調システム1が対応すべきテレビジョン方式のカラーバースト信号に対応する $4fsc$ ということになる。

PLL回路24は、このVCO 23からの $4fsc$ の発振信号を入力して、バーストRAM 21に入力されるカラーバースト信号のサンプルデータに同期してロックするように動作する。

なお、本実施の形態において、実際としては、図6にも示したように、テレビジョン方式としては7つの方式に対応するものとされているが、これら7つのテレビジョン方式におけるコンポジット信号に挿入されるカラーバースト信号としては、 $fsc = 3.58\text{MHz}$ と 4.43MHz の2種類のみであるから、 $4fsc$ の発振信号としても、 14.32MHz ($= 4 \times 3.58\text{MHz}$)、 17.72MHz ($4 \times 4.43\text{MHz}$)の2種類となる。従って、DSP 3の実際としては、1スキャン期間ごとに、 $4fsc = 14.32\text{MHz}$ と、 $4fsc = 17.72\text{MHz}$ の発振信号が出力されるように、VCO 23に対する制御を実行することになる。

ここで、例えばDSP 3の制御によって、まず、1スキャン期間内において、VCO 23から $4fsc = 14.32\text{MHz}$ の発振信号を出力させているとする。このときに、入力されているコンポジット信号のカラーバースト信号の周波数が fsc

$c = 3.58 \text{ MHz}$ であれば、PLL回路24は、 71.6 MHz のシステムクロックCLKを出力する状態でロックし、 $f_{sc} = 3.58 \text{ MHz}$ 以外（例えば $f_{sc} = 4.43 \text{ MHz}$ ）であればロックはしないことになる。

- 5 そして実際に、この1スキャン期間内において、PLL回路24がロックしたのであれば、以降は、VCO23による $4f_{sc} = 14.32 \text{ MHz}$ の発振信号の出力を固定し、これにより、 71.6 MHz のシステムクロックCLKに基づくデジタルクロマ復調システム1の動作を継続させる。
- 10 これに対して、VCO23から $4f_{sc} = 14.32 \text{ MHz}$ の発振信号を出力させている1スキャン期間内においてPLL回路24がロックしなかったのであれば、DSP3は、VCO23から出力させるべき $4f_{sc}$ の発振信号を、 14.32 MHz から 17.72 MHz に切り換える。そして、この状態
- 15 で、上記と同様にしてPLL回路24がロック状態となるか否かについて判定する。

このようにして、テレビジョン方式の判別にあたっては、1スキャン期間ごとにクロック周波数の切り換えを行い、入力されるコンポジット信号のカラーバースト信号にPLL回路2

20 4がロックするか否かを判定するスキャン動作を行うようにしている。そして、PLL回路24がロックするまで、このようなスキャン動作を繰り返し実行するようにされる。

そして、上記したスキャン動作により、コンポジット信号のテレビジョン方式に適合するシステムクロックCLKでデジ

25 タルクロマ復調システム1が動作するようにさせたいうえで、テレビジョン方式の具体的な判別は、例えば次のようにして実行

する。ここでは説明を簡単にするため、テレビジョン方式として、NTSC方式とPAL方式との間での判別を行う場合を例にとる。

NTSC方式のコンポジット信号が入力されてPLL回路
5 24がロックしているとされる状態では、例えば間引き回路14における $4f_{sc}$ のクロックによるサンプリングによっては、例えばR-Y成分のサンプルデータは、0に近い値となる。

これに対して、PAL方式のコンポジット信号について $4f_{sc}$ のクロックによるサンプリングを行った場合には、NTSC
10 Cの場合に対して、位相が 90° ずれた状態でPLL回路24がロックする。このためPAL方式の場合におけるR-Y成分のサンプルデータは、カラーバースト信号の最大振幅値に近い値を取る。また、PAL方式では、水平走査期間ごとにクロマ信号の位相が反転するために、R-Y成分のサンプルデータと
15 しての振幅値も、水平走査期間ごとに正／負で反転する。

そこで、DSP3は、バーストRAM21に入力される1水平走査期間(1H)ごとのカラーバースト信号のサンプルデータを参照する。そして、例えば各水平走査期間におけるR-Y成分のサンプルデータの積算値が0であればNTSC方式で
20 あると判別することになる。

これに対して、或る1水平走査期間におけるR-Y成分のサンプルデータの積算値が $-A$ (A は実際の積算値を示す)であり、次の1水平走査期間におけるR-Y成分のサンプルデータの積算値が $+A$ (A は実際の積算値を示す)となるようにして
25 反転するのであれば、PAL方式であると判別することになる。

ただし、入力されるコンポジット信号におけるカラーバース

ト信号の実際の周波数 f_{sc} に誤差が生じている場合がある。
このような場合、例えば、NTSC方式のR-Y成分のサンプル
データとしては、正確に0にはならず、これ以外の或る値を
とることになる。また、PAL方式のR-Y成分のサンプルデ
5 ータについても、本来とは異なる値をとることになる。

しかしながら、このようなR-Y成分のサンプルデータの誤
差は、NTSC方式の場合、水平走査期間ごとに同じ値となる。
従って、1水平走査期間ごとにおけるR-Y成分のサンプルデ
ータの誤差値としても、例えば $0 + \alpha$ (α は誤差分としての値)
10 で一定となる。そこで、前回と今回の水平走査期間における各
R-Y成分のサンプルデータの積算値の差分を算出して0と
なるのであれば、NTSC方式であると判別してよいことにな
る。

これに対して、PAL方式では、R-Y成分のサンプルデー
15 タの誤差値は、1水平走査期間ごとに $-A - \beta$ 、 $+A + \beta$ (β
は後差分としての値) となり、従って、1水平走査期間おきで
は $-A - \beta$ 又は $+A + \beta$ でほぼ一定となる。そこで、前回と今
回の水平走査期間における各R-Y成分のサンプルデータの
積算値の差分を算出していき、その算出値が0以外で前回と今
20 回とで正/負が反転するような状態となるのであればPAL
方式であると判別できることになる。

つまり、カラーバースト信号周波数 f_{sc} に誤差が生じてい
ても、高い精度でテレビジョン方式の判別を行うことが可能で
ある。

25 ここで、図1に示すデジタルクロマ復調システム1では、P
LL回路24がロックしているとされる通常時においては、Y

／C分離回路15及びクロマ復調回路16等によるY／C分離処理及びクロマ復調処理が適正に実行されており、正常な輝度信号、及び色差信号C_b、C_rが得られている状態にある。

そこで、このようなときには、スイッチ回路13について端子T2と端子T3を接続するようにしている。これにより、端子T3からは、入力されるコンポジット信号について適正にY／C分離処理を実行して得られる輝度信号が出力される。そして、クロマ復調回路16から出力される色差信号C_b、C_rとともに、適正に画像が表示されることになる。

これに対して、例えばテレビジョン方式の判別動作を実行するモードとなっているときには、上記説明からも分かるように、PLL回路24がロックしていないので、カラーバースト信号に同期したシステムクロックCLKが得られていない状態にある。このため、デジタルクロマ復調システム1としては、Y／C分離処理及びクロマ復調処理等を適正に実行することができない。つまり、正常な輝度信号及び色差信号を出力することができないので、これらの信号によって正常なカラー画像を表示出力できない。

そこで、テレビジョン方式の判別動作を実行しているときには、スイッチ回路13について、端子T1と端子T3が接続されるように切り換えることとする。

これにより、デジタルクロマ復調システム1からは、A／Dコンバータ11→デジタルLPF12を經由してデジタル信号化されたコンポジット信号（CVBS信号）が出力され、このコンポジット信号によって画像表示を継続させることができる。

このことから、デジタルクロマ復調システム1は、テレビジョン方式の判別動作中においては、コンポジット信号を直接的に出力している状態の下で、先に説明したようにして、システムクロックCLKの周波数（即ち、VCO23からの $4f_{sc}$ の発振信号周波数である）を切り換える動作を行っていることになる。

上記のような動作は、従来としてのマルチ入力対応のデジタルクロマ復調システムでも実行されている。しかしながら、従来においては、システムクロックCLKの周波数が $4f_{sc}$ とされていることで、切り換えられる $4f_{sc}$ の周波数差が大きいものであった。このため、システムクロックCLKの周波数が切り換えられるごとに、f特の変化、折り返してきた信号のモアレの様子などが視覚的に確認できる程度に変化していたものである。これは、前述もしているように、システムクロックCLKの周波数差に応じて、コンポジット信号をA/D変換するときのサンプリング周波数、サンプリングポイントなどがおおきくずれてくることによる。

そして、このような問題は、コンポジット形式の信号にカラーバースト信号が挿入されていない、白黒の映像信号が入力される場合に特に顕著であった。つまり、テレビジョン方式の判別動作の構成上、白黒の映像信号が入力された場合には、カラーバースト信号が無いことで、テレビジョン方式の判別動作としての周波数切り換え動作が継続して実行されることになる。このような場合において、従来では、上記したような画像の変化が、例えば数回の垂直走査期間に相当する時間ごとに頻繁に生じることとなり、見苦しい画像が表示され続けていたもので

ある。

これに対して、本実施の形態のデジタルクロマ復調システム 1 では、先にも説明したようにして、システムクロック CLK としては、具体的には、カラーバースト信号周波数 $f_{sc} = 3.58 \text{ MHz}$ に対応しては $71.6 \text{ MHz} (= 20 f_{sc})$ とし、カラーバースト信号周波数 $f_{sc} = 4.43 \text{ MHz}$ に対応しては $70.88 \text{ MHz} (= 16 f_{sc})$ としており、結果的に、互いのシステムクロック CLK としての周波数差を一定範囲内に納めることとしている。

10 このため、テレビジョン方式の判別動作に伴うシステムクロック CLK の切り換えが行われる場合において、A/D コンバータ 11 におけるサンプリング周波数及びサンプリングポイントなどのずれは、従来と比較して僅かなものとすることができる。

15 この結果、本実施の形態としては、テレビジョン方式の判別動作中において、デジタルクロマ復調システム 1 から出力されるコンポジット信号により、実際に表示出力される画像としては、システムクロック CLK の周波数の切り換えによる乱れは視覚的にほとんど確認できない程度にまで抑えられた。

20 また、本実施の形態のデジタルクロマ復調システム 1 のテレビジョン方式の判別動作としても、白黒の映像信号が入力された場合には、システムクロック CLK の切り換え動作が継続的に実行される。しかしながら、本実施の形態では、このような場合でも、システムクロック CLK の周波数の切り換えに応じた表示画像の乱れはほとんど現れないので、非常に見やすい画像
25 となっているものである。

また、テレビジョン方式ごとに応じたシステムクロック CLK の周波数差が僅かなものとされていることで、本実施の形態のデジタルクロマ復調システム 1 としては、次のような利点も得られる。

- 5 図 1 にて説明したように、デジタルクロマ復調システム 1 では、A/D 変換後のコンポジット信号について、輝度信号の帯域に適合させるためのデジタル LPF 12 が備えられる。

ここで、デジタルフィルタのカットオフ周波数は、その構成上、クロックの周波数に比例して変化することになる。従って、
10 例えば従来のようにして、システムクロック CLK の周波数を $4 f_{sc}$ としていることで、テレビジョン方式ごとのシステムクロック CLK の周波数差が大きいような場合には、このデジタル LPF のカットオフ周波数がテレビジョン方式ごとに大きく変化してしまうことになる。このため、実際としては、切り換えが行われるシステムクロック CLK の周波数ごとに対応させて、それぞれ専用のデジタル LPF を設け、システムクロック CLK の周波数が切り換わるごとに使用するデジタル LPF も切り換える構成を採る必要がある。この場合、それだけ回路規模が大きくなり、例えばその分のコストアップなどを
15 招くことになる。

これに対して、本実施の形態では、テレビジョン方式ごとに応じたシステムクロック CLK の周波数は、71 MHz 付近で非常に近い。このために、システムクロック CLK の周波数が切り換えられたとしても、デジタル LPF 12 におけるカット
25 オフ周波数の変化は、実用上問題ない程度に小さなものとなる。従って、本実施の形態では、内部のデジタルフィルタなどにつ

いても、異なるテレビジョン方式のコンポジット信号に対して共通化し、1つとすることが可能とされているものである。

3. コンポーネント信号のマルチ入力に対応する構成

5

ところで、コンポジット信号以外の映像信号として、例えばコンポーネント信号も知られている。そこで、デジタルクロマ復調システムとしては、コンポジット信号だけではなく、コンポーネント信号を処理する機能を付加した構成を考えることができる。

10

そこで先ず、先に従来例として図7に示したデジタルクロマ復調システム100に対して、コンポーネント信号を処理する機能を付加した場合の構成例を、図4に示す。なお、この図4に示すデジタルクロマ復調システム100としては、図7に示したコンポジット信号を対象としたクロマ復調のための回路構成については図示を省略しており、コンポーネント信号の処理に関する部位のみを抜き出して示しているものとされる。

15

例えば実際として、この図4に示すシステムが扱うコンポーネント信号は、480i～720pまでとなる。この場合において、例えば輝度信号(Y信号)を例に挙げると、ドットクロック周波数(サンプリング周波数)の種類としては、13.5MHz、27MHz、74.25MHzの3種類となる。このため、これら3種類のドットクロック周波数に対応してA/D変換のためのサンプリングを行うためには、A/Dコンバータの前段において3種類のドットクロック周波数の各々に対応して、信号帯域をナイキスト周波数の範囲内とするためのアナ

20

25

ログ L P F が必要となる。しかしながら、実際としては、480 p の 27 MHz サンプリングに代えて、72 MHz でサンプリングするように構成することで、480 p に対応しては、ドットクロック周波数 74.25 MHz 対応のアナログ L P F を
5 流用することができる。これにより、A / D コンバータの前段に備えるアナログ L P F としては、13.5 MHz、74.25 MHz のドットクロック周波数に対応した 2 つを備えればよいことになる。

このため、図 4 に示すシステムとしては、A / D コンバータ
10 の前段において、入力されるコンポーネント信号としての輝度信号 (Y 信号)、色差信号 C b、色差信号 C r ごとに、2 つのアナログ L P F を備える構成を採ることになる。

先ず、アナログの輝度信号は、Y / S D 用アナログ L P F 201、及び Y / H D 用アナログ L P F 202 に対して分岐して
15 入力される。

Y / S D 用アナログ L P F 201 は、13.5 MHz のドットクロックを有する、S D (Standard Definition) としての輝度信号に対応するアナログ L P F であり、カットオフ周波数は約 7 MHz である。

20 Y / H D 用アナログ L P F 202 は、74.25 MHz のドットクロックを有する、H D (High Definition) としての輝度信号に対応するアナログ L P F であり、カットオフ周波数は約 33 MHz である。

Y / S D 用アナログ L P F 201 を通過した輝度信号はス
25 イッチ回路 204 の端子 T 1 に対して出力される。

Y / H D 用アナログ L P F 202 を通過した輝度信号は、ア

ンプ 203 により所定の増幅率により増幅された後に、スイッチ回路 204 の端子 T2 に対して出力される。Y/H D 用アナログ LPF 202 を通過した輝度信号は、Y/S D 用アナログ LPF 201 を通過した輝度信号よりもゲインの損失が大きい。そこで、Y/H D 用アナログ LPF 202 を通過した輝度信号とのゲイン差を補償するために、上記アンプ 203 を設けることとしている。

スイッチ回路 204 は、端子 T3 に対して端子 T1, T2 の何れかが択一的に選択されるようにして切り換えられる。端子 T3 は、デジタルクロマ復調システム 100 内の A/D コンバータの 101 A の入力に対して接続される。

入力されるコンポーネント信号が S D に相当する信号である場合には、スイッチ回路 204 について端子 T1 と端子 T3 を接続させることで、Y/S D 用アナログ LPF 201 を通過した輝度信号を A/D コンバータ 101 A に入力させる。また、入力されるコンポーネント信号が H D に相当する信号である場合には、スイッチ回路 204 の端子 T2 と端子 T3 とを接続させることで、Y/S D 用アナログ LPF 201 を通過した輝度信号を A/D コンバータ 101 A に入力させる。

A/D コンバータ 101 A は、入力されたアナログの輝度信号をデジタル信号に変換するためのサンプリング処理を実行する。この A/D コンバータ 101 A は、システムクロック CLK に従ったサンプリング周波数でサンプリングを行う。この場合のシステムクロック CLK は、入力されるコンポーネント信号の形式に応じて、上記したドットクロック周波数に相当する、13.5 MHz、27 MHz、74.25 MHz の何れか

の間で切り換えが行われる。従って、A/Dコンバータ101
Aのサンプリング周波数としても13.5MHz、27MHz、
74.25MHzの間で切り換えられることになる。

また、アナログの色差信号Cbは、C/SD用アナログLPF
5 F211、及びC/HD用アナログLPF212に対して分岐
して入力される。

この場合にも、C/SD用アナログLPF211は、SD(Standard
Definition)としての色差信号に対応して、約3MHzのカット
オフ周波数が設定されたアナログLPFである。また、C/H
10 D用アナログLPF212は、HD(High Definition)としての色
差信号に対応して約17MHzのカットオフ周波数が設定される。

この場合にも、C/SD用アナログLPF211を通過した
色差信号Cbは、スイッチ回路214の端子T1に対して出力
され、C/HD用アナログLPF212を通過した輝度信号は、
15 アンプ213により所定の増幅率により増幅されてゲイン補
償された後に、スイッチ回路214の端子T2に対して出力さ
れる。

また、この場合においても、入力されるコンポーネント信号
がSDに相当する信号である場合には、スイッチ回路214に
20 ついて端子T1と端子T3を接続させ、C/SD用アナログLP
F211を通過した色差信号CbをA/Dコンバータ10
1Bに入力させる。また、入力されるコンポーネント信号がH
Dに相当する信号である場合には、スイッチ回路214の端子
T2と端子T3とを接続させることで、C/SD用アナログLP
25 F211を通過した輝度信号をA/Dコンバータ101B
に入力させる。

色差信号 C b の入力に対応する A / D コンバータ 1 0 1 B も、入力されるコンポーネント信号の形式に応じて 1 3 . 5 M H z 、 2 7 M H z 、 7 4 . 2 5 M H z の何れかとされるシステムクロック C L K に従ったサンプリングタイミングでサンプリングを行い、色差信号 C b をデジタル信号化する。

また、色差信号 C r の入力に対応しては、アナログ段において、C / S D 用アナログ L P F 2 2 1 、 C / H D 用アナログ L P F 2 2 2 、アンプ 2 2 3 、スイッチ回路 2 2 4 から成る回路部が備えられる。また、色差信号 C r に対応して、デジタルクロマ復調システム 1 0 0 には A / D コンバータ 1 0 1 C が備えられる。これらアナログ段の回路部及び A / D コンバータ 1 0 1 C の動作は、上記した色差信号 C b の場合と同様となる。

このような構成から分かるように、従来としてのデジタルクロマ復調システム 1 0 0 に対してコンポーネント信号の処理機能を与えようとした場合においては、デジタルクロマ復調システム 1 0 0 の前段であるアナログ信号処理回路系が相当に煩雑になることが分かる。つまり、コンポーネント信号を形成する信号毎に、2 系統の L P F と、これらの L P F の出力を選択するスイッチ回路が必要であり、さらに、一方の L P F の出力にはゲイン補償のためのアンプを挿入する必要がある。そして、これだけの回路を組んだ上で、H D としての信号についての周波数特性を維持する必要があるので、実際の回路設計としても難しいものとなる。

また、図 4 では、一方のアナログ L P F について、ドットクロック周波数 2 7 M H z 、 7 4 . 2 5 M H z とで共用しているために、アナログ L P F の数は 2 つとなっている。しかしなが

ら、480pのコンポーネント信号について、27MHzでサンプリングしなければならない要求が出てきた場合には、アナログLPFは3つとなるので、さらに回路が複雑になる。

これに対して、図1に示した本実施の形態としてのデジタルクロマ復調システム1に対して、コンポーネント信号の処理機能を付加した場合には、次のような構成を採ることができる。

ここで、HDとしてのコンポーネント信号を入力してA/D変換としてのサンプリングを行う場合、そのときのシステムクロックCLK（サンプリング周波数）としては前述もしたように74.25MHzとなる。

そこで、本実施の形態のデジタルクロマ復調システム1としては、HDとしてのコンポーネント信号を入力する場合には、74.25MHzのシステムクロックCLKが生成されるようにしてPLL回路24を動作させる。そして、それ以外の、SDとしてのコンポーネント信号又はコンポジット信号を入力する場合には、先に説明したように、約71MHzとして扱われる、71.6MHz又は70.88MHzの何れかのうち適切な周波数のシステムクロックCLKを生成させるように構成することとしている。

つまり、コンポーネント信号の入力に関しては、システムクロックCLKとしては、約71MHz（71.6MHz又は70.88MHz）と、74.25MHzの間で切り換えが行われ、入力される映像信号は、これらのシステムクロックCLKのいずれかに従ったサンプリング周波数によってA/D変換が行われることとなる。

そこで、信号帯域をナイキスト周波数の範囲内とするための

アナログLPFのカットオフ周波数について、約71MHz、74.25MHzのサンプリング周波数のそれぞれに対応させることを考えると、例えば、35MHz程度でほぼ同等であると考えて良いことになる。

- 5 これは、例えばコンポーネント信号に関すれば、輝度信号、色差信号Cr、Cbごとに、入力される信号がHD、SDであるのかにかかわらず、35MHz程度を上限として、HDの信号に対応してのカットオフ周波数が設定されたLPFを通過させれば、後段のA/D変換処理は適正に実行されることを意味する。つまり、デジタルクロマ復調システム1の前段となるコンポーネント信号の入力段においては、輝度信号、色差信号Cr、Cbごとに対応させて、1つのアナログLPFを設ければよい。

- 15 そして、アナログLPFが1つとされることによって、ゲインバランスを補償するためのアンプも不要とすることが可能になる。

- 20 このような考え方に基づいて、コンポーネント信号入力に対応する本実施の形態のデジタルクロマ復調システム1としては、その前段におけるアナログLPFの構成を含めて、図5に示す構成を採ることができる。なお、この図5においても、図1に示したコンポジット信号対照のクロマ復調のための回路構成については図示を省略しており、コンポーネント信号の処理に関する部位のみを抜き出して示すこととする。

- 25 この図に示すようにして、デジタルクロマ復調システム1の前段においては、Y/HD用アナログフィルタ2A、C/HD用アナログLPF2B、C/HD用アナログLPF2Cが備え

られる。

つまり、コンポーネント信号の形式がSD、HDであるのかかわらず、ナイキスト周波数内に帯域制限するアナログLPFは、信号毎に1つのみが設けられる構成となっている。なお、
5 これらのアナログLPFには、それぞれ、HDに対応するカットオフ周波数が設定される。

このようにして本実施の形態としては、図4に示した従来としての回路の場合と比較して、デジタルクロマ復調システム1の前段の回路構成が単純なものとなる。これにより、デジタル
10 クロマ復調システム1に入力させる信号の品質を所要レベルにまで維持することも、これまでよりはるかに容易となる。

この場合において、Y/H用アナログLPF2A、C/H用アナログLPF2B、C/H用アナログLPF2Cのうち、輝度信号が入力されるY/H用アナログフィルタ2Aに
15 ついては、例えば図4のY/H用アナログLPF202と同じ特性のものをを用いればよい。つまり、カットオフ周波数としては、約33MHzを設定することで、HDのデジタル輝度信号として要求される帯域を確保したうえで、ナイキスト周波数の範囲内に帯域制限するものである。

さらに、この場合のY/H用アナログフィルタ2Aのカットオフ周波数は、図1に示したアナログLPF2とほぼ同等であると見ることができる。従って、Y/H用アナログフィルタ2Aについては、アナログLPF2と同等の回路により構成
20 できる。また、Y/H用アナログフィルタ2AとアナログLPF2を共用するように構成することも考えられる。

また、C/H用アナログLPF2B、C/H用アナログ

L P F 2 C については、図 4 の C / H D 用 アナログ L P F 2 1 2 , 2 2 2 と同じ特性のものをを用いればよいことになる。従って、C / H D 用 アナログ L P F 2 B 、 C / H D 用 アナログ L P F 2 C としては、H D のデジタル色差信号 C b , C r の帯域に
5 応じて約 7 M H z が設定されることになる。

Y / H D 用 アナログ L P F 2 A を通過したアナログの輝度信号は、デジタルクロマ復調システム 1 内の A / D コンバータ 1 1 A に対して入力される。

A D コンバータ 1 1 A は、システムクロック C L K に応じた
10 サンプリング周波数によりサンプリングを行って、入力された輝度信号をデジタル信号化する。

前述したように、システムクロック C L K の周波数は、コンポーネント信号が H D である場合には 7 4 . 2 5 M H z であり、S D である場合には約 7 1 M H z (7 1 . 6 M H z 又は 7 0 .
15 8 8 M H z) となるから、H D の輝度信号は、7 4 . 2 5 M H z のサンプリング周波数により A / D 変換され、S D の輝度信号は約 7 1 M H z (7 1 . 6 M H z 又は 7 0 . 8 8 M H z) のサンプリング周波数により A / D 変換される。

A / D コンバータ 1 1 A によりデジタル化された輝度信号
20 は、スイッチ回路 1 3 A の端子 T 1 に対して直接出力される経路と、Y / S D 用 デジタル L P F 3 5 A → 間引き回路 3 6 A を経由してスイッチ回路 1 3 A の端子 T 2 に対して出力される経路とに分岐して供給される。

スイッチ回路 1 3 A は、端子 T 3 が端子 T 1 又は端子 T 2 に
25 対して択一的に接続されるようにして切り換えが行われるようになっており、上記した 2 つの経路の選択は、スイッチ回路

1 3 Aにおける端子切り換えによって行われる。

入力がH Dのコンポーネント信号であるときには、スイッチ回路1 3 Aでは端子T 1に対して端子T 3が接続される。これにより、A / Dコンバータ1 1 Aによりデジタル信号化された
5 H Dの輝度信号は、そのまま後段の回路に出力されることになる。

つまり、Y / H D用アナログL P F 2 A → A / Dコンバータ1 1 Aによる信号処理は、本来は、H Dの輝度信号としての帯域特性等に応じた動作であるから、入力がH Dの輝度信号である場合には、A / Dコンバータ1 1 Aのサンプリング出力を、
10 そのままデジタル輝度信号として出力すべきことになる。

これに対して、入力がS Dのコンポーネント信号であるときには、スイッチ回路1 3 Aでは端子T 3に対して端子T 2が接続されることで、輝度信号は、Y / S D用デジタルL P F 3 5
15 A → 間引き回路3 6 Aからスイッチ回路1 3 Aを介して出力されることになる。

上記もしているように、Y / H D用アナログL P F 2 A → A / Dコンバータ1 1 Aによる信号処理は、本来は、H Dの輝度信号としての帯域特性等に適合させているが、本実施の形態では、このデジタル信号化のための系を、H DとS Dの信号に対して共用している。従って、入力がS Dの信号である場合には、A / Dコンバータ1 1 Aによりデジタル信号化された輝度信号について、本来のS Dに適合したサンプリング周波数（ドットクロック）及び信号帯域に応じた信号とする必要がある。Y
20 / S D用デジタルL P F 3 5 A → 間引き回路3 6 Aによる系は、このために設けられる。

- Y / S D 用 デジタル L P F 3 5 A は、S D の輝度信号に適合した帯域特性となるようにカットオフ周波数が設定されている。そして、Y / S D 用 デジタル L P F 3 5 A を通過した輝度信号は、間引き回路 3 6 A により、本来の S D のサンプリング周波数によりサンプリングを行ったのと同様のサンプルデータが得られるように、間引き処理を実行する。これにより、間引き回路 3 6 A からスイッチ回路 1 3 A を介して出力される輝度信号としては、S D として適正なデジタルの輝度信号の形式を有していることになる。
- 10 ここで、実際において、S D の信号としては、サンプリング周波数が 1 3 . 5 M H z の場合と、2 7 M H z の場合とがあり、これらのサンプリング周波数に応じて Y / S D 用 デジタル L P F 3 5 A のカットオフ周波数は切り換えられるべきことになる。このための実際としては、例えば Y / S D 用 デジタル L
- 15 P F 3 5 A に係数 R O M を備えておき、1 3 . 5 M H z 、2 7 M H z のサンプリング周波数に応じて、L P F のカットオフ周波数を決定する係数 R O M を切り換えるように構成すればよい。つまり、Y / S D 用 デジタル L P F 3 5 A のカットオフ周波数は容易に切り換えることができる。
- 20 また、C / H D 用 アナログ L P F 2 B を通過した色差信号 C_b に対応するデジタルクロマ復調システム 1 内の回路としては、A / D コンバータ 1 1 B 、C / S D 用 デジタル L P F 3 5 B 、間引き回路 3 6 B 、及びスイッチ回路 1 3 B を、上記した輝度信号に対応する回路と同様に構成して形成している。
- 25 また、C / H D 用 アナログ L P F 2 C を通過した色差信号 C_r に対応するデジタルクロマ復調システム 1 内の回路として

も、A/Dコンバータ11C、C/SD用デジタルLPF35C、間引き回路36C、及びスイッチ回路13Cを、色差信号Cbに対応する回路と同様に構成して形成している。

5 なお、上記のようにして構成される色差信号Cb、Crに対応して形成される各回路の動作は、例えばC/SD用デジタルLPF35B、35Cにおけるカットオフ周波数がYSD用デジタルLPF35Aと異なる以外は、上記した輝度信号に対応する回路とほぼ同様となることからここでの説明は省略する。

10 このような構成により、色差信号Cb、Crについても、コンポーネント信号がHDであるときには、スイッチ回路13B、13Cを介して、A/D変換によりデジタル信号化されたHDの色差信号Cb、Crが直接出力され、SDであるときには、
[Y/SD用デジタルLPF35B→間引き回路36B][Y/SD用デジタルLPF35C→間引き回路36C]を介して、
15 SDに適合してサンプリングされた形式のデジタルの色差信号Cb、Crが出力されることになる。

20 また、色差信号Cb、Cr側の回路としても、Y/SD用デジタルLPF35B、35Cについては、例えば係数ROMの切り換えによって、容易に13.5MHz、27MHzのサンプリング周波数に応じカットオフ周波数の切り換えが可能である。

25 なお、本発明としては上記した各実施の形態としての構成に限定されるものではなく、例えば、各図に示したデジタルクロマ復調システム1及びその前段の構成などの細部は適宜変更されて構わないものである。

産業上の利用可能性

そして、このことから本発明としては、例えば、A/D変換したコンポジット信号を直接的に出力しながら、システムクロック周波数を切り換えて方式判別を実行するように構成した場合、このコンポジット信号に基づいて表示出力される画像としても、サンプリング条件の変化に応じた画像の乱れを抑制することが可能になる。

また、コンポジット信号がどの方式であっても、ほぼ一定のサンプリング周波数によってA/D変換されることによって、周辺回路について共通化を図るなどして回路の単純化を図ったりすることが可能となる。

請 求 の 範 囲

1. カラーバースト信号の周波数が異なる方式のコンポジット信号が入力可能とされ、入力されたアナログ信号としてのコンポジット信号を、システムクロックに応じたサンプリング周波数によりサンプリングすることで、デジタル信号としてのコンポジット信号に変換するアナログ／デジタル変換手段と、

上記デジタル信号としてのコンポジット信号から輝度信号とクロマ信号とを分離するY C分離処理と、このY C分離処理により得られたクロマ信号を復調するクロマ復調処理とを、上記システムクロックに基づく所定タイミングで実行する映像信号処理手段と、

上記コンポジット信号から抽出したカラーバースト信号に同期した上記システムクロックを生成するものとされ、上記システムクロックの周波数 m について、カラーバースト信号の周波数を f_{sc} 、係数を n として、

$$f_{sc} \times n = m$$

で表した場合に、上記異なる方式間で、この周波数 m が所定の範囲内に収まるようにして、上記映像信号処理手段に入力されるコンポジット信号の方式に対応して上記係数 n を変更設定するように構成されるシステムクロック生成手段と、

を備えていることを特徴とする映像信号処理回路。

2. 上記アナログ／デジタル変換手段におけるサンプリング周波数に応じたカットオフ周波数が設定され、

上記アナログ信号としてのコンポジット信号が入力され、上記カットオフ周波数以下の帯域を通過させて上記アナログ／

デジタル変換手段に出力するローパスフィルタ手段、

を備えていることを特徴とする請求項 1 に記載の映像信号処理回路。

3. 上記アナログ／デジタル変換手段から出力されたデジタル信号としてのコンポジット信号が入力され、所定のカットオフ周波数以下の帯域を通過させて少なくとも上記映像信号処理手段に対して出力するローパスフィルタ手段、

を備えることを特徴とする請求項 1 に記載の映像信号処理回路。

10 4. システムクロック周波数を切り換えたときの上記コンポジット信号から抽出したカラーバースト信号との同期状態に基づいて、入力されるコンポジット信号の方式を判別する判別回路と、

上記判別回路による判別の動作が実行されているときには、
15 上記アナログ／デジタル変換手段によるデジタル信号への変換後のコンポジット信号を、上記映像信号処理手段にて得られる輝度信号の代わりに出力する、信号切り換え手段とを備えることを特徴とする請求項 1 に記載の映像信号処理回路。

5. 上記映像信号処理手段は、カラーバースト信号の周波数を f_{sc} 、係数を a （但し、上記係数 a と上記係数 n は $a < n$ の関係が成立していることとする）として、 $f_{sc} \times a$ で表されるクロック周波数に基づく動作を実行するように構成されていると共に、

上記映像信号処理手段の前段に対して、入力されたデジタル
25 信号としてのコンポジット信号について、上記係数 a と係数 n との関係により決定される間引き率によってサンプリング処

理を実行する、間引きサンプル手段を設ける、

ことを特徴とする請求項 1 に記載の映像信号処理回路。

6. 上記システムクロック生成手段は、コンポーネント信号に対応する周波数 m とは異なる周波数 b のシステムクロック

5 を生成可能とされているとともに、

コンポーネント信号を形成する所定数の信号ごとに対応して設けられ、入力されたアナログ信号としてのコンポジット信号を、上記周波数 b のシステムクロックに応じたサンプリング周波数によりサンプリングすることで、デジタル信号としての

10 コンポジット信号に

変換する、コンポーネント信号対応アナログ／デジタル変換手段と、

上記コンポーネント信号対応アナログ／デジタル変換手段の前段に対して設けられ、入力される信号について、上記コン
15 ポーネント信号対応アナログ／デジタル変換手段のサンプリング周波数に基づいて設定されたカットオフ周波数以下の帯域を通過させて出力する、コンポーネント信号対応ローパスフィルタ手段とをさらに備え、

上記システムクロック生成手段により生成される周波数 m
20 のシステムクロックは、上記周波数 b に対して所定範囲内の周波数差となるように、上記係数 n が設定されている、

ことを特徴とする請求項 1 に記載の映像信号処理回路。

7. カラーバースト信号の周波数が異なる方式のコンポジット信号を入力可能であり、入力したアナログ信号としてのコン
25 ポジット信号を、システムクロックに応じたサンプリング周波数によりサンプリングすることで、デジタル信号としてのコン

ポジット信号に変換するアナログ／デジタル変換処理と、

- 上記デジタル信号としてのコンポジット信号から輝度信号とクロマ信号とを分離するY C分離動作と、このY C分離動作により得られたクロマ信号を復調するクロマ復調動作とを、上記システムクロックに基づく所定タイミングで実行する映像信号処理と、

- 上記コンポジット信号から抽出したカラーバースト信号に同期した上記システムクロックを生成するものとされ、上記システムクロックの周波数 m について、カラーバースト信号の周波数を fsc 、係数を n として、

$$fsc \times n = m$$

- で表した場合に、上記異なる方式間で、この周波数 m が所定の範囲内に収まるようにして、上記映像信号処理により処理されるコンポジット信号の方式に対応して上記係数 n を変更設定するように構成されるシステムクロック生成処理と、
- を実行することを特徴とする映像信号処理方法。

1/7

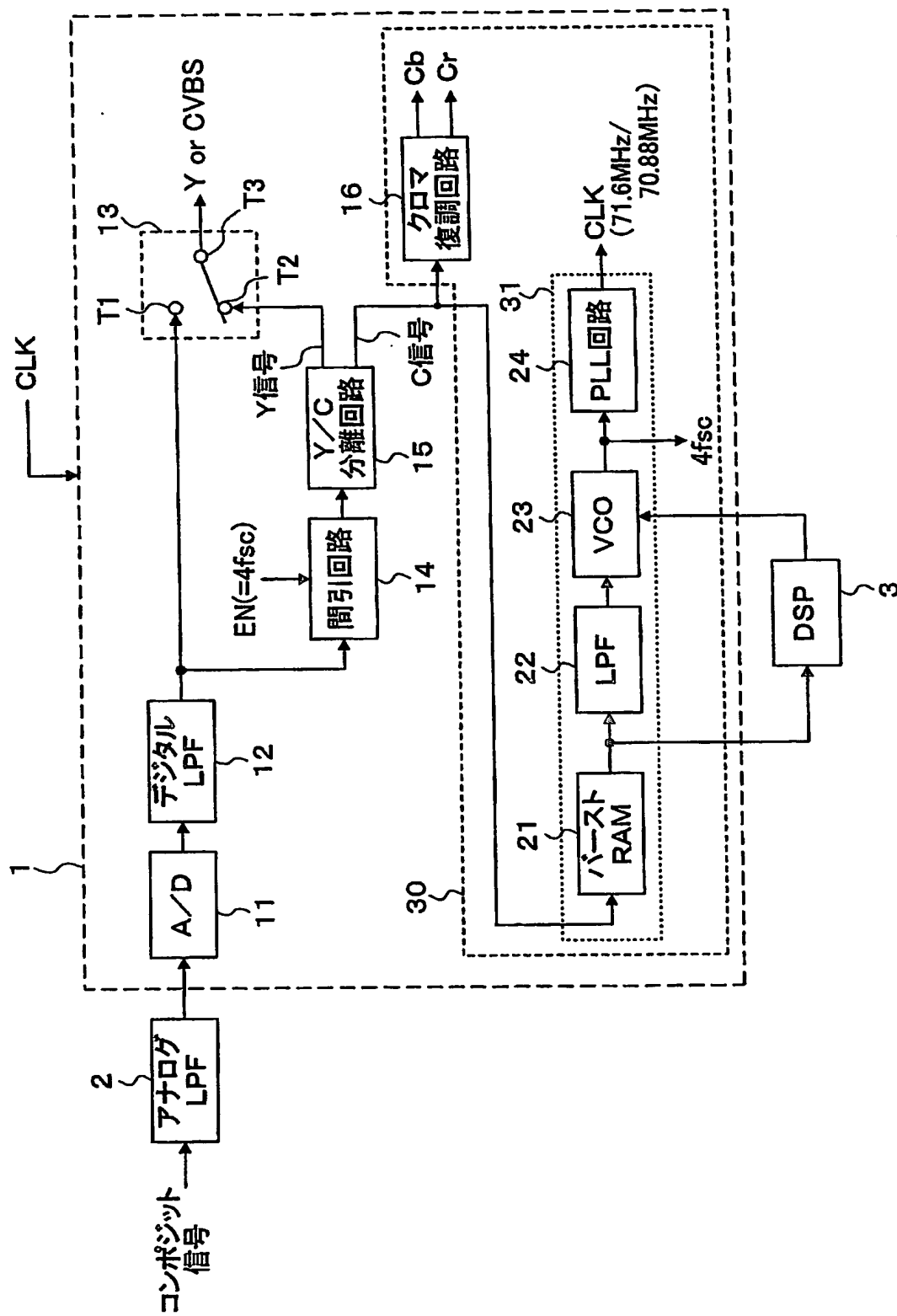
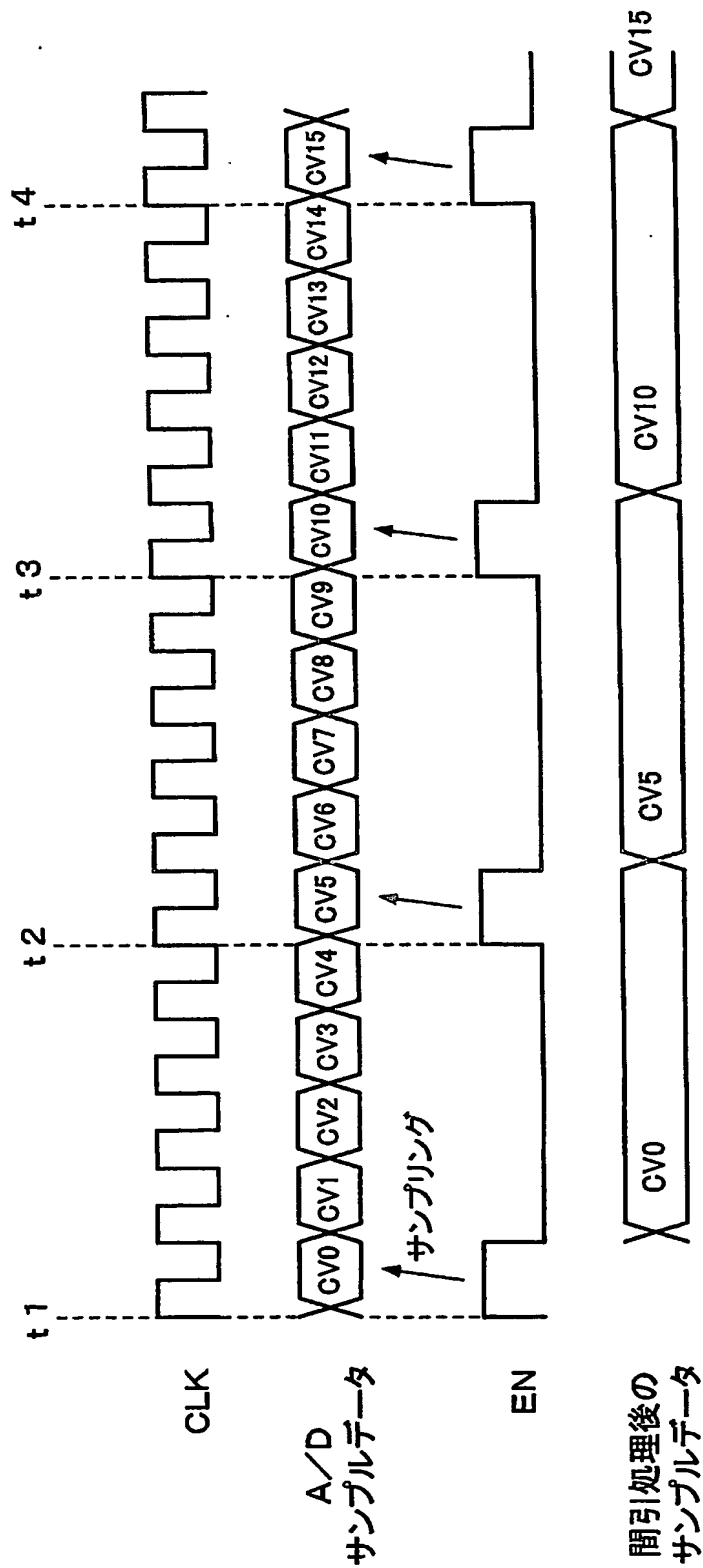
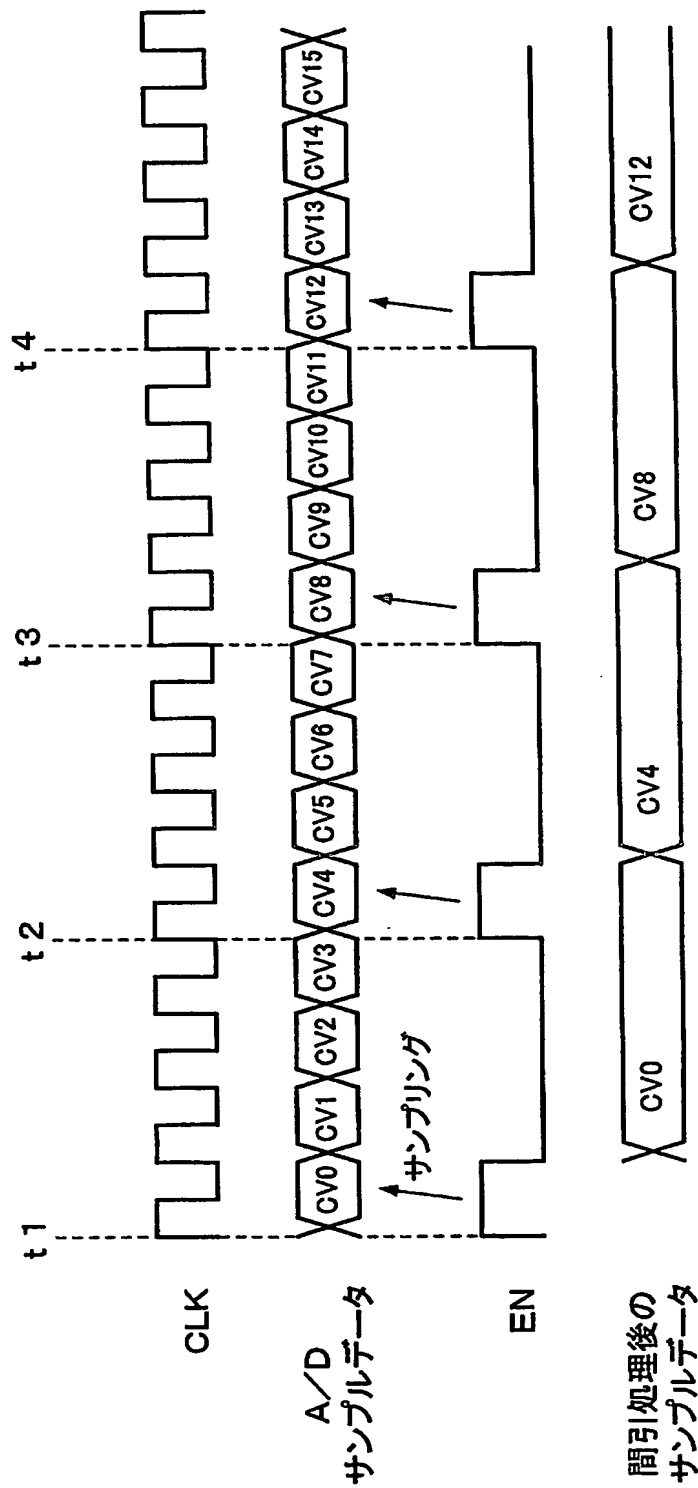


Fig.1



1/5 間引処理

Fig.2



1 / 4 間引処理

Fig.3

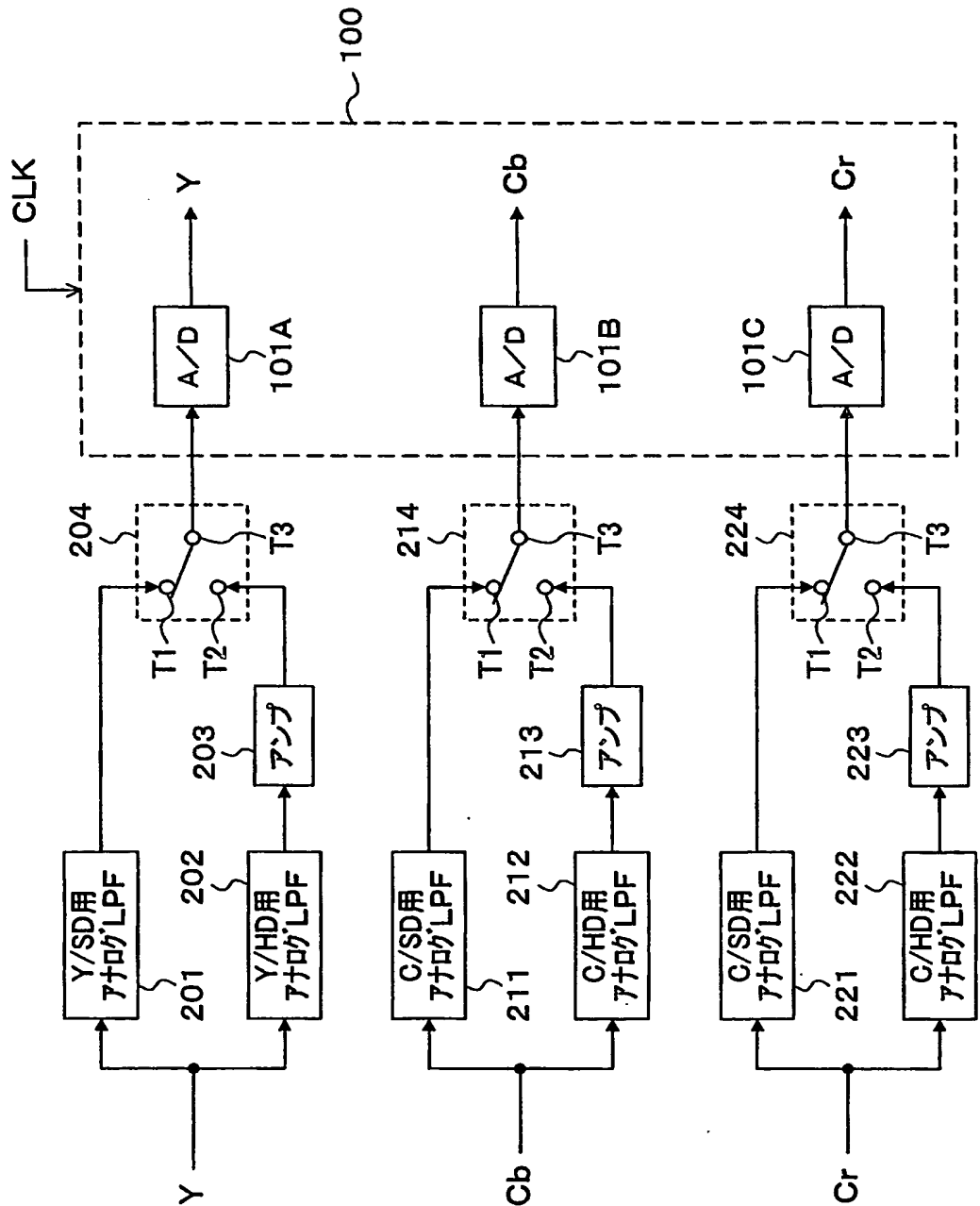


Fig.4

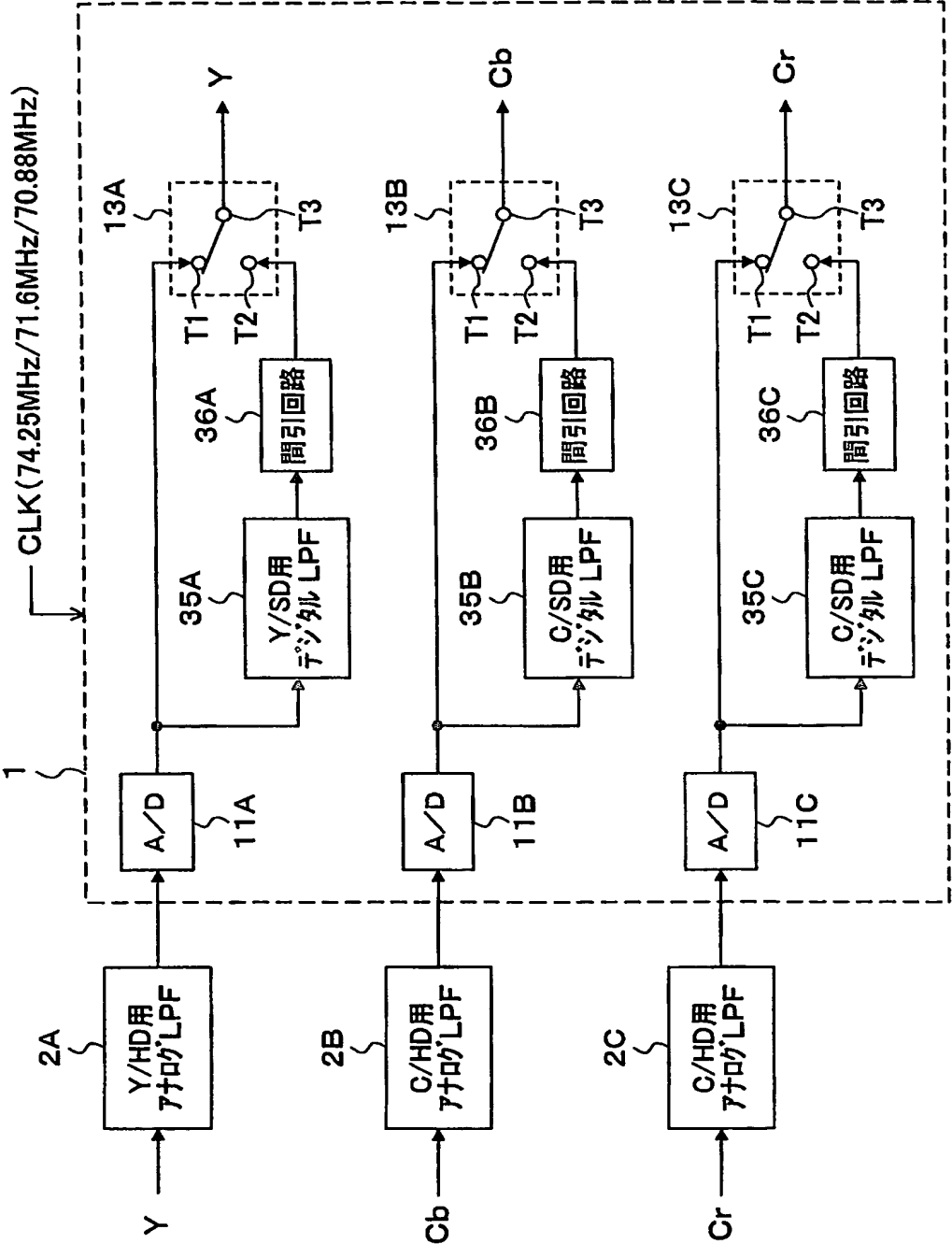


Fig.5

テレビジョン方式	fsc周波数(MHz)	4fsc(MHz)	システムクロック(MHz)
NTSC	3.58	14.32	71.6(=20fsc)
NTSC-443	4.43	17.72	70.88(=16fsc)
PAL	4.43	17.72	70.88(=16fsc)
PAL-M	3.58	14.32	71.6(=20fsc)
PAL-N	3.58	14.32	71.6(=20fsc)
PAL60	4.43	17.72	70.88(=16fsc)
SECAM	4.43	17.72	70.88(=16fsc)

Fig.6

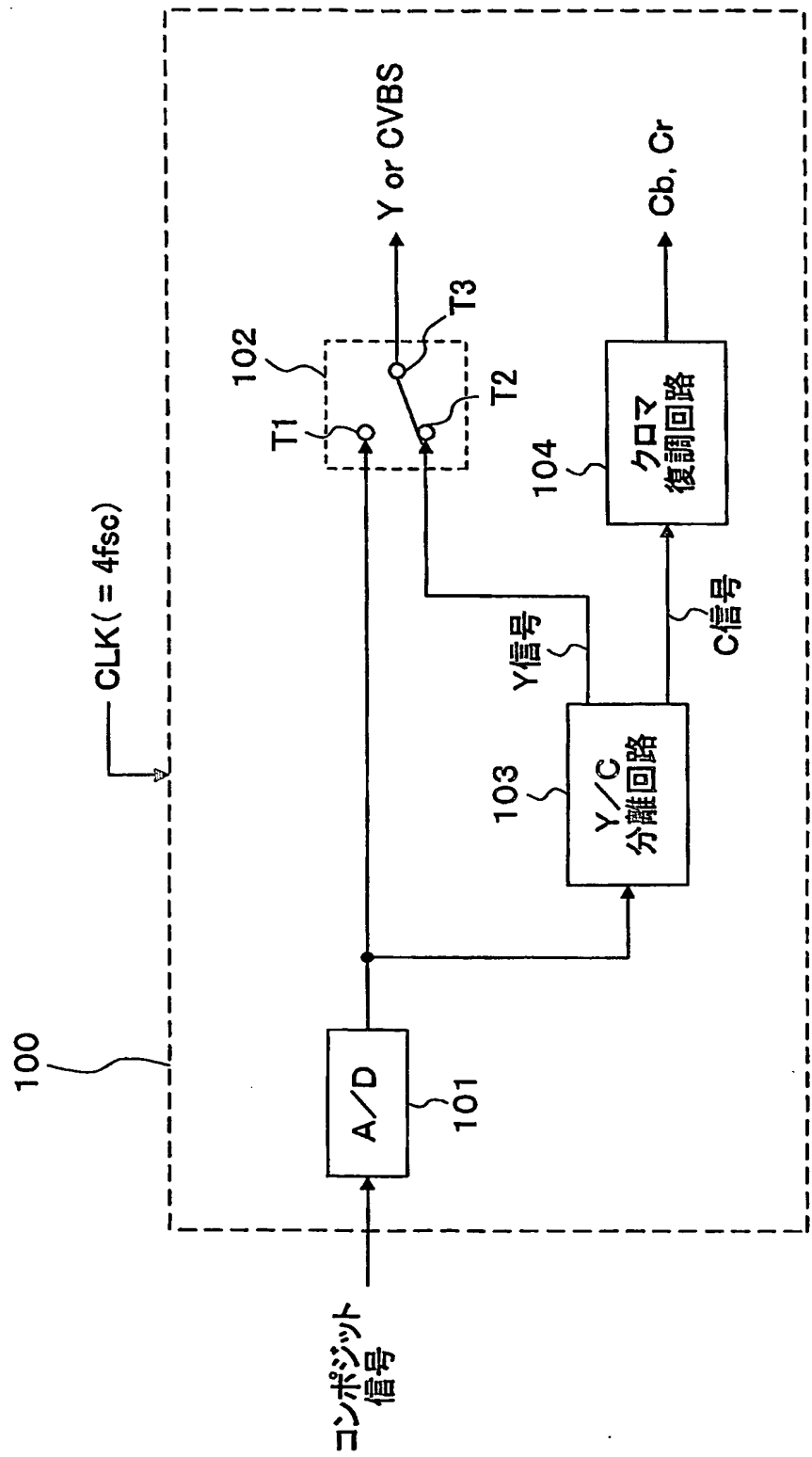


Fig.7

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/001335

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER Int.Cl ⁷ H04N9/44		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) Int.Cl ⁷ H04N9/00, 9/44, 9/78		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2004 Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2004 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2004		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2001-95005 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 06 April, 2001 (06.04.01), Full text; Fig. 1 & EP 1085766 A	1-7
A	JP 2000-13813 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 14 January, 2000 (14.01.00), Full text; Fig. 1 (Family: none)	1-7
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> See patent family annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier application or patent but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "I" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "&" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 07 May, 2004 (07.05.04)		Date of mailing of the international search report 25 May, 2004 (25.05.04)
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office		Authorized officer
Facsimile No.		Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H04N9/44

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H04N9/00, 9/44, 9/78

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1922-1996年
 日本国公開実用新案公報 1971-2004年
 日本国実用新案登録公報 1996-2004年
 日本国登録実用新案公報 1994-2004年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP 2001-95005 A (松下電器産業株式会社) 2001. 04. 06, 全文, 第1図 & EP 1085766 A	1-7
A	JP 2000-13813 A (松下電器産業株式会社) 2000. 01. 14, 全文, 第1図 (ファミリーなし)	1-7

☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的な技術水準を示すもの
 「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
 「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
 「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
 「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
 「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
 「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
 「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

07. 05. 2004

国際調査報告の発送日

25. 5. 2004

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)
 郵便番号100-8915
 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)
 佐藤 直樹

5P

9562

電話番号 03-3581-1101 内線 3581